



## DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITE DE COOPERATION EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

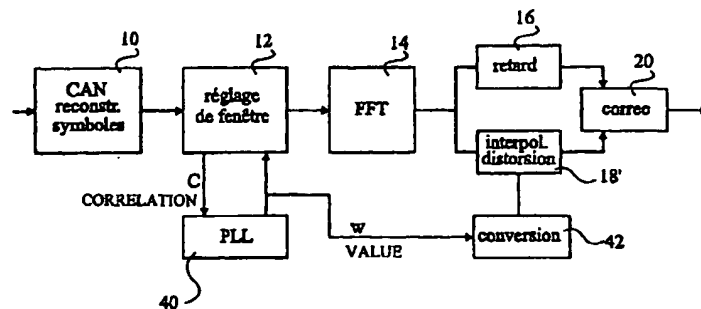
(51) Classification internationale des brevets <sup>7</sup> : <b>H04L 25/03, 27/26</b>	<b>A1</b>	(11) Numéro de publication internationale: <b>WO 00/51301</b> (43) Date de publication internationale: 31 août 2000 (31.08.00)
(21) Numéro de la demande internationale: PCT/FR00/00477 (22) Date de dépôt international: 25 février 2000 (25.02.00) (30) Données relatives à la priorité: 99/02653                  26 février 1999 (26.02.99)                  FR (71) Déposant (pour tous les Etats désignés sauf US): STMICRO-ELECTRONICS S.A. [FR/FR]; 7, avenue Galliéni, F-94250 Gentilly (FR). (72) Inventeur; et (75) Inventeur/Déposant (US seulement): MEYER, Jacques [FR/FR]; Serlin, F-38950 Sain Martin Le Vinoux (FR). (74) Mandataire: DE BEAUMONT, Michel; Cabinet Conseil, 1, rue Champollion, F-38000 Grenoble (FR).	(81) Etats désignés: JP, US, brevet européen (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE).  Publiée Avec rapport de recherche internationale.	

(54) Title: MULTICARRIER SIGNAL RECEIVER WITH CORRECTION OF EQUALIZATION FAULTS INDUCED BY THE TRF WINDOW DISPLACEMENTS

(54) Titre: RECEPTEUR DE SIGNAUX MULTIPORTEUSE A CORRECTION DE DEFAUTS D'EGALISATION PROVOQUES PAR LES DEPLACEMENTS DE LA FENETRE TRF

## (57) Abstract

The invention concerns a COFDM de-modulator comprising a fast Fourier transform circuit (14) analysing a signal received in a window corresponding to a symbol, each symbol carrying several phase and amplitude modulated carriers, whereof some (P), frequency-shifted in a predetermined manner from one symbol to the next, are set up as pilots; a two-dimensional filter (18) for interpolating, from anchors (A) corresponding to the pilots as they are received from several consecutive symbols (S), the distortion whereto each carrier is subjected, and means (12) for correcting the window offset relatively to an optimal position. The demodulator comprises means (42) for correcting each distortion on the basis of the widow offset corrections produced respectively for the symbol associated with the distortion and for the symbols associated with the anchors interpolating the distortion.



10...ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTER SYMBOL RECONSTRUCTION

12...WINDOW ADJUSTMENT

14...FAST FOURIER TRANSFORM

16...DELAY

18...DISTORTION INTERPOLATION

20...CORRECTION

40...PHASE LOCKED LOOP

42...CONVERSION

(57) Abrégé

L'invention concerne un démodulateur COFDM comprenant un circuit de transformée de Fourier rapide (14) analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines (P), décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au suivant, constituent des pilotes; un filtre bidimensionnel (18) pour interpoler, à partir d'ancres (A) correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs (S), la distorsion subie par chaque porteuse; et des moyens (12) pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale. Le démodulateur comprend des moyens (42) pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

**UNIQUEMENT A TITRE D'INFORMATION**

Codes utilisés pour identifier les Etats parties au PCT, sur les pages de couverture des brochures publiant des demandes internationales en vertu du PCT.

AL	Albanie	ES	Espagne	LS	Lesotho	SI	Slovénie
AM	Arménie	FI	Finlande	LT	Lituanie	SK	Slovaquie
AT	Autriche	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Sénégal
AU	Australie	GA	Gabon	LV	Lettonie	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaïdjan	GB	Royaume-Uni	MC	Monaco	TD	Tchad
BA	Bosnie-Herzégovine	GE	Géorgie	MD	République de Moldova	TG	Togo
BB	Barbade	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tadjikistan
BE	Belgique	GN	Guinée	MK	Ex-République yougoslave de Macédoine	TM	Turkménistan
BF	Burkina Faso	GR	Grèce	ML	Mali	TR	Turquie
BG	Bulgarie	HU	Hongrie	MN	Mongolie	TT	Trinité-et-Tobago
BJ	Bénin	IE	Irlande	MR	Mauritanie	UA	Ukraine
BR	Brésil	IL	Israël	MW	Malawi	UG	Ouganda
BY	Bélarus	IS	Islande	MX	Mexique	US	Etats-Unis d'Amérique
CA	Canada	IT	Italie	NE	Niger	UZ	Ouzbékistan
CF	République centrafricaine	JP	Japon	NL	Pays-Bas	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NO	Norvège	YU	Yougoslavie
CH	Suisse	KG	Kirghizistan	NZ	Nouvelle-Zélande	ZW	Zimbabwe
CJ	Côte d'Ivoire	KP	République populaire démocratique de Corée	PL	Pologne		
CM	Cameroun	KR	République de Corée	PT	Portugal		
CN	Chine	KZ	Kazakhstan	RO	Roumanie		
CU	Cuba	LC	Sainte-Lucie	RU	Fédération de Russie		
CZ	République tchèque	LI	Liechtenstein	SD	Soudan		
DE	Allemagne	LK	Sri Lanka	SE	Suède		
DK	Danemark	LR	Libéria	SG	Singapour		
EE	Estonie						

**RECEPTEUR DE SIGNAUX MULTI-PORTÉUSE A CORRECTION DE DEFAUTS  
D'EGALISATION PROVOQUES PAR LES DEPLACEMENTS DE LA FENETRE  
TRF**

La présente invention concerne un démodulateur dit COFDM ("Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex" ou multiplexage par division de fréquence orthogonal codé), et plus particulièrement un tel démodulateur utilisé pour des transmissions hertziennes.

La figure 1 est destinée à illustrer le principe d'une modulation COFDM. Des paquets de données à émettre sont mises sous la forme de N coefficients complexes associés à N fréquences respectives. Le nombre N de fréquences est une puissance de 2, égale par exemple à 8192 (diffusion de télévision numérique). Chaque coefficient complexe correspond à un vecteur qui est illustré en figure 1 comme partant d'un axe des fréquences en un point indiquant la fréquence associée au coefficient.

L'ensemble de ces N coefficients est traité par transformée de Fourier rapide inverse (ou IFFT), ce qui produit un "symbole" constitué d'une somme de porteuses modulées, chaque porteuse ayant l'amplitude et la phase déterminées par le coefficient complexe associé. Le symbole ainsi généré est émis et un récepteur lui fait subir le traitement inverse, c'est-à-dire une transformée de Fourier rapide (FFT) pour reconstituer les coefficients complexes de départ.

Comme cela est représenté en figure 1, certains vecteurs  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ ... régulièrement répartis ont une valeur constante connue. Ces vecteurs, ou les porteuses correspondantes, sont appelés porteuses pilotes. Ils servent à refléter les distorsions subies par le signal transmis et à interpoler les corrections à effectuer sur les vecteurs inconnus situés entre les pilotes.

La figure 2 illustre une transmission de plusieurs symboles successifs  $S_{n-1}$ ,  $S_n$ ... Comme cela est représenté, chacun de ces symboles est précédé d'un intervalle de garde  $G$  qui n'est autre qu'une recopie d'une partie de la fin du symbole correspondant. Ces intervalles de garde servent à éviter des distorsions de modulation inter-symbole provoquées par un écho de la transmission au niveau du récepteur. La figure 2 représente également un écho  $SE_{n-1}$ ,  $GE_{n-1}$ ... du signal émis. Cet écho est retardé par rapport au signal principal d'une durée inférieure à celle d'un intervalle de garde  $G$ .

Chaque symbole  $S$  est normalement analysé par le circuit FFT du récepteur dans une fenêtre  $W$  de même longueur que le symbole. S'il n'y avait pas d'intervalle de garde, une fenêtre d'analyse  $W$  coïncidant avec un symbole du signal principal serait à cheval sur deux symboles du signal d'écho. Ceci provoquerait une erreur difficile à corriger dans la transformée FFT.

L'intervalle de garde  $G$ , pourvu qu'il soit supérieur au retard de l'écho, offre une marge de réglage de la fenêtre d'analyse  $W$  pour qu'elle ne coïncide qu'avec des portions appartenant au même symbole, aussi bien dans le signal principal que dans l'écho. Le fait qu'une fenêtre d'analyse soit à cheval sur un symbole et son intervalle de garde introduit seulement un déphasage qui est corrigé notamment grâce aux porteuses pilotes susmentionnées.

La figure 3 illustre une méthode utilisée dans un démodulateur COFDM classique, tel que décrit dans le brevet français 2 743 967, pour trouver, au début d'une réception, les débuts des symboles, ceci dans le but de régler la position des fenêtres

d'analyse W. On effectue un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole. Ceci permet de détecter l'instant où chaque intervalle de garde du signal retardé coïncide avec une partie identique du signal reçu, à  
5 savoir la fin du symbole correspondant dans le signal reçu.

Le produit de corrélation C, initialement nul, se met à croître progressivement à partir du début de chaque intervalle de garde du signal retardé. La valeur maximale est atteinte à la fin de l'intervalle de garde du signal retardé, à la suite de quoi le  
10 produit de corrélation C se met à décroître pour atteindre la valeur nulle. En présence d'un signal d'écho, les pics de corrélation sont moins élevés et se décalent dans le sens de l'écho, de sorte qu'ils représentent assez bien où doivent débiter les fenêtres d'analyse.

15 Toutefois, le plus souvent les signaux sont bruités et il est difficile de déterminer avec une précision suffisante la position des pics de corrélation. Pour cela, le circuit décrit dans le brevet français susmentionné permet d'affiner la position, à l'initialisation du circuit, par l'analyse de la réponse  
20 impulsionnelle du canal. Bien entendu, il est possible que le signal reçu subisse des dérives de fréquence ou de phase en cours de fonctionnement, de sorte que la position des fenêtres doit être révisée régulièrement comme cela sera décrit ci-après.

La figure 4 représente de manière très schématique  
25 l'architecture d'un démodulateur COFDM tel que décrit dans le brevet français susmentionné. Il s'agit d'un système de réception de signaux de télévision numérique diffusés par voie hertzienne. Dans une transmission hertzienne, les symboles sont véhiculés par une porteuse de fréquence élevée, laquelle fréquence est abaissée  
30 par un tuner non représenté. Un élément 10 de l'architecture de la figure 4 extrait les symboles de cette porteuse et les convertit en numérique. Un élément 12 détermine la position des fenêtres d'analyse comme cela a été décrit en relation avec la figure 3 et réajuste le cas échéant la position des fenêtres  
35 d'analyse. La transformée FFT est effectuée en 14 avec les fenê-

5    tres déterminées en 12. Les coefficients fournis par la transformée FFT sont mis en attente en 16 afin d'interpoler en 18 les distorsions subies par les coefficients. Les distorsions, qui sont des nombres complexes, sont utilisées pour corriger les coefficients en 20.

10    En 22 on calcule la réponse impulsionnelle du canal à partir des pilotes distordus tels que reçus. Cette réponse impulsionnelle permet de déterminer si la position des fenêtres d'analyse est correcte ou bien si elle doit être modifiée. La position optimale de la fenêtre est obtenue lorsque l'énergie de la réponse impulsionnelle est maximale.

15    Comme on l'a précédemment indiqué, chaque symbole comporte des pilotes de caractéristiques identiques connues (ils sont généralement d'amplitude unitaire et de phase nulle ou à 180°, selon une loi connue du récepteur). Les pilotes tels que reçus par le démodulateur reflètent les distorsions subies par les pilotes. La valeur de la distorsion est  $A_p = P_p/E_p$ , où  $P_p$  est la valeur du pilote reçu de position  $p$  et  $E_p$  la valeur du pilote émis correspondant. Une distorsion  $A_p$  est couramment appelée "ancres". Ces ancres sont utilisées pour calculer par interpolation les distorsions, ci après notées  $d_k$  ( $k \neq p$ ), aux positions  $k$  dépourvues de pilotes.

20    La correction d'erreur en 20 consiste à calculer le rapport des coefficients tels que reçus et des distorsions interpolées respectives :  $D_k = R_k/d_k$ , où  $D_k$  est la valeur corrigée et  $R_k$  la valeur reçue.

30    Etant donné que les pilotes ne véhiculent pas de données, on cherche à limiter leur nombre. Par contre, plus le nombre de pilotes est faible, plus on effectue d'erreurs d'interpolation entre deux pilotes consécutifs. Pour améliorer cette situation, les pilotes sont décalés de plusieurs positions d'un symbole au suivant et on effectue une interpolation bidimensionnelle sur plusieurs symboles consécutifs. Dans l'exemple décrit ci-après, chaque symbole comporte un pilote toutes les

douze positions et les pilotes sont décalés de trois positions d'un symbole au suivant.

La figure 5 illustre cette interpolation bidimensionnelle. Elle représente une matrice dont les rangées correspondent à des symboles consécutifs, le dernier symbole reçu étant à la dernière rangée. Les colonnes de la matrice correspondent aux positions ou fréquences successives des porteuses des symboles. Des carrés hachurés correspondent aux ancres reçues. On s'aperçoit que, grâce au décalage des pilotes d'un symbole au  
 10 suivant, on retrouve des ancres rapprochées dans certaines colonnes (toutes les trois colonnes dans le présent exemple).

On commence par interpoler toutes les distorsions dans les colonnes contenant les ancres. Puis un filtre à réponse impulsionnelle finie 24 interpole les distorsions manquantes de  
 15 chaque rangée.

Avec l'exemple susmentionné, on peut interpoler les distorsions d'un symbole  $n-3$  au moment où l'on reçoit le symbole  $n$ . Par ailleurs, l'interpolation de certaines distorsions du symbole  $n-3$  nécessitera des ancres de symboles antérieurs, jusqu'au symbole  $n-6$ . Cette méthode nécessite donc que l'on stocke  
 20 complètement les symboles  $n-1$  à  $n-3$  et que l'on stocke également les ancres seules des symboles  $n-4$  à  $n-6$ .

Une distorsion interpolée de position  $k$  dans un symbole  $n$ , s'exprime par :

$$25 \quad d_{n,k} = \left(1 - \frac{s}{4}\right) A_{n-s,k} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} \quad (1)$$

où les termes  $A$  sont les ancres reçues et

où  $s = (n \text{ modulo } 4 - k/3 \text{ modulo } 4) \text{ modulo } 4$ .

A titre d'exemple, avec cette expression, la distorsion interpolée en troisième position du symbole  $n-3$  à la figure 5  
 30 s'exprime par  $\frac{1}{4} A_{n-4} + \frac{3}{4} A_n$ .

La figure 6 représente schématiquement un circuit d'interpolation de distorsion 18 mettant en oeuvre la méthode de la figure 5. Le circuit de retard 16 de la figure 4 stocke trois symboles consécutifs  $S_{n-1}$ ,  $S_{n-2}$ ,  $S_{n-3}$  dans un registre à décalage. Les ancres reçues  $A_{n-1}$  à  $A_{n-6}$  de six symboles consécutifs  
 35

nécessaires à interpoler les distorsions dans les colonnes sont stockées dans six registres à décalage 26 connectés en cascade. Le registre 16 et le premier registre 26 reçoivent le symbole courant  $S_n$ . Un multiplexeur 28 à quatre entrées reçoit sur une première entrée les ancres du symbole  $S_n$ , multipliées par un quart ; sur une deuxième entrée les ancres  $A_{n-1}$  fournies par le premier registre 26, multipliées par un demi ; sur une troisième entrée les ancres  $A_{n-2}$  fournies par le deuxième registre 26, multipliées par trois quarts ; et sur sa quatrième et dernière entrée les ancres  $A_{n-3}$  fournies par le troisième registre 26.

Un multiplexeur 30 reçoit sur une première entrée les ancres  $A_{n-4}$  fournies par le quatrième registre 26, multipliées par trois quarts ; sur une deuxième entrée les ancres  $A_{n-5}$  fournies par le cinquième registre 26, multipliées par un demi ; sur une troisième entrée les ancres  $A_{n-6}$  fournies par le sixième registre 26, multipliées par un quart ; et sur sa dernière entrée la valeur 0. En 32 la somme des sorties des multiplexeurs 28 et 30 est fournie au filtre 24. Les multiplexeurs 28 et 30 sont commandés par un même signal de sélection SEL qui sélectionne l'entrée adéquate des multiplexeurs en fonction de la position  $k$  de la distorsion à interpoler.

Comme on l'a précédemment indiqué, la position de la fenêtre d'analyse FFT est fixée une fois pour toutes lors d'une phase d'initialisation. Il est néanmoins prévu de vérifier régulièrement que la position de la fenêtre est bonne et de réajuster cette position le cas échéant. Toutefois, lorsque l'on modifie la position de la fenêtre d'analyse, on modifie corrélativement la phase de chacune des porteuses des symboles, et cette modification de phase se traduit par une distorsion qui doit être corrigée. Si la modification de phase survient pour un symbole courant  $n$ , les ancres de ce symbole courant n'auront pas la même référence de phase que les ancres des symboles précédents, d'où il résulte que l'on ne pourra pas interpoler les distorsions qui font intervenir les ancres du symbole  $n$ .



La figure 7 est destinée à illustrer plus en détail ce phénomène. Cette figure représente une évolution de phase d'une ancre de même position dans des symboles consécutifs numérotés à partir de zéro, ceci dans le cadre de l'exemple de la figure 5 où l'on trouve une ancre à la même position tous les quatre symboles.

On suppose que les symboles reçus prennent régulièrement de l'avance par rapport à la fenêtre d'analyse fixe, ce qui se traduit par une augmentation de la phase des ancres, comme cela est représenté pour les symboles 0, 4 et 8, 12. Les phases interpolées sont marquées par des cercles qui se trouvent sur des droites reliant les valeurs de phase des ancres.

Au septième symbole la fenêtre d'analyse est avancée d'un intervalle  $\tau$  pour rattraper l'avance de phase des symboles. Il en résulte que la phase devrait évoluer comme cela est indiqué par des carrés, c'est-à-dire en continuant à croître régulièrement pour les symboles 5 et 6, en chutant brutalement pour le symbole 7, et en croissant de nouveau régulièrement. La chute de phase est perceptible la première fois dans l'ancre du symbole 8, et les erreurs interpolées pour les symboles 5 à 7, se trouvant sur la droite reliant les valeurs de phase des ancres des symboles 4 et 8, sont erronées. Il en résulte que l'on perd les symboles 5 à 7, laquelle perte est la plupart du temps perceptible, notamment sur un écran de télévision dans le cas où les symboles correspondent à des signaux vidéo.

Lorsque le récepteur et l'émetteur sont à des positions fixes, comme c'est la plupart des cas, un réajustement de fenêtre d'analyse survient rarement et de telles perturbations du signal peuvent être acceptables.

Par contre, on peut envisager d'utiliser un récepteur dans un véhicule en déplacement, tel qu'un train, auquel cas les réajustements de fenêtre devraient être fréquents, rendant inacceptables les perturbations que cela provoquerait.

Un objet de la présente invention est de prévoir un démodulateur COFDM qui permette de supprimer toute perturbation liée à un réajustement de la fenêtre d'analyse.

Pour atteindre cet objet, la présente invention prévoit

5 un démodulateur COFDM comprenant un circuit de transformée de Fourier rapide analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines, décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au

10 suivant, constituent des pilotes ; un filtre bidimensionnel pour interpoler, à partir d'ancres correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs, la distorsion subie par chaque porteuse ; et des moyens pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale. Le démodulateur

15 comprend des moyens pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

Selon un mode de réalisation de la présente invention,

20 les moyens pour corriger le décalage de la fenêtre comprennent une boucle à verrouillage de phase synchronisée sur un signal de corrélation obtenu par un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole, chaque symbole étant précédé d'un intervalle de garde correspondant à une copie de la

25 fin du symbole.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, chaque distorsion est, dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier, une somme pondérée de deux ancres de même position dans un symbole précédent et dans un symbole suivant,

30 auxquelles ancres on a ajouté des phases respectives correspondant aux décalages qu'a subis la fenêtre d'analyse pour lesdits symboles précédent et suivant, et auxquelles ancres on a retranché une phase correspondant au décalage qu'a subi la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion.

Ces objets, caractéristiques et avantages, ainsi que d'autres de la présente invention seront exposés en détail dans la description suivante de modes de réalisation particuliers faite à titre non-limitatif en relation avec les figures jointes  
5 parmi lesquelles :

la figure 1, précédemment décrite, représente des porteuses modulées en phase et en amplitude dans un système de transmission COFDM ;

la figure 2, précédemment décrite, représente des signaux reçus par un démodulateur COFDM et des fenêtres d'analyse FFT des signaux ;  
10

la figure 3, précédemment décrite, illustre une méthode de détection de début de symbole dans un démodulateur COFDM classique ;

la figure 4 précédemment décrite, représente schématiquement une architecture de démodulateur COFDM classique ;  
15

la figure 5, précédemment décrite, illustre une méthode d'interpolation de distorsion bidimensionnelle ;

la figure 6, précédemment décrite, représente schématiquement un circuit permettant de mettre en oeuvre l'interpolation de la figure 5 ;  
20

la figure 7, précédemment décrite, illustre un problème lié à un réajustement de fenêtre d'analyse FFT dans un démodulateur classique ;

la figure 8 représente schématiquement une architecture de démodulateur COFDM selon la présente invention ; et  
25

la figure 9 représente plus en détail un élément du démodulateur de la figure 8.

Afin d'éviter des erreurs d'interpolation provoquées par une méthode d'interpolation bidimensionnelle lorsque l'on modifie la position d'une fenêtre d'analyse FFT par rapport au signal reçu, la présente invention prévoit de faire intervenir dans les calculs d'interpolation le déphasage provoqué, pour chaque fréquence, par la modification de position de la fenêtre d'analyse.  
30  
35

Dans l'exemple classique des figures 5 et 6, on rappelle qu'une distorsion interpolée  $d_{n,k}$  s'exprimait par :

$$d_{n,k} = (1 - \frac{s}{4}) A_{n-s,k} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} \quad (1)$$

où les termes A sont les ancres reçues et

5 où  $s = (n \text{ modulo } 4 - k/3 \text{ modulo } 4) \text{ modulo } 4$ .

Selon la présente invention, on calcule la distorsion  $d_{n,k}$  selon la relation :

$$d_{n,k} = (1 - \frac{s}{4}) A_{n-s,k} e^{j2\pi f_k (w_{n-s} - w_n)} + \frac{s}{4} A_{n+4-s,k} e^{j2\pi f_k (w_{n+4-s} - w_n)}$$

10 où  $f_k$  est la fréquence correspondant à la position k et où chaque terme w correspond à la position absolue exprimée en unités de temps de la fenêtre d'analyse qui a été utilisée pour le symbole indiqué par l'indice du terme w.

L'application de cette relation revient à appliquer la relation classique (1) en ayant préalablement ajouté aux deux  
15 ancres reçues A des phases respectives correspondant aux décalages subis par la fenêtre d'analyse pour les symboles associés aux deux ancres et retranché à la valeur ainsi obtenue la phase correspondant au décalage subi par la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion interpolée.

20 Si l'on applique cette relation à titre d'exemple à l'interpolation pour le symbole 6 de la figure 7, on a  $w_{n-s} = w_4 = 0$ ,  $w_n = w_6 = 0$  et  $w_{n-s+4} = w_8 = \tau$ . En d'autres termes, l'ancre du symbole 4 n'est pas modifiée tandis que l'ancre du symbole 8 est augmentée de  $\tau$ , ce qui ramène cette ancre en alignement avec  
25 les ancres reçues et interpolées des symboles 0 à 4 et permet de correctement interpoler l'ancre pour le symbole 6, indiquée par un carré.

Comme le vient de montrer cet exemple, l'invention peut être utilisée dans un démodulateur du type de la figure 4 où la  
30 position de la fenêtre d'analyse est classiquement fixée au départ et réajustée de temps en temps, comme cela a été décrit en relation avec la figure 3.

Toutefois, cette méthode classique de réglage de la fenêtre d'analyse est complexe et a jusqu'à maintenant requis

l'utilisation d'un DSP ("Digital Signal Processor" ou processeur numérique de signal). Cette méthode a été utilisée car il était important d'obtenir une position de fenêtre précise dès le départ, afin d'éliminer toute nécessité de réglage ultérieur, ou du moins repousser aussi loin que possible le réglage ultérieur.

Par contre, selon la présente invention, comme chaque ancre est corrigée en fonction de la position courante de la fenêtre d'analyse, la fenêtre d'analyse peut en permanence être en déplacement. Ainsi, on peut envisager de régler la position de la fenêtre d'analyse à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase (ou PLL) que l'on synchronise sur le signal de corrélation C décrit en relation avec la figure 3.

La figure 8 représente une architecture de démodulateur COFDM utilisant cette méthode. Cette architecture est similaire à celle de la figure 4, et des mêmes éléments sont désignés par des mêmes références. Le circuit d'interpolation de distorsion 18 de la figure 4 est ici remplacé par un circuit d'interpolation de distorsion 18' selon l'invention. Le circuit de réglage de position de fenêtre 12 est commandé en permanence par une PLL 40 qui se synchronise sur le signal de corrélation C décrit en relation avec la figure 3. De préférence, la PLL est numérique ; elle comporte alors un accumulateur qui indique la position absolue de la fenêtre d'analyse par rapport au symbole correspondant, laquelle position peut être exploitée directement en tant que valeur  $w$ . Les valeurs  $w$  consécutives sont converties en 42 pour pouvoir être utilisées par le circuit d'interpolation de distorsion 18'.

La figure 9 représente plus en détail les circuits d'interpolation 18' et de conversion 42. Le circuit 18' est similaire à celui de la figure 6, et des mêmes références désignent des mêmes éléments. Le circuit 18' diffère du circuit 18 par le fait que l'on a inséré un multiplieur 44 de nombres complexes à la sortie de chacun des multiplexeurs 28 et 30.

Le circuit 42 comprend six registres à décalage en cascade 46 dont le premier reçoit, pour chaque symbole, une valeur

de décalage de fenêtre d'analyse  $w$ . Ainsi, les registres 46 stockent les valeurs  $w$  pour six symboles consécutifs et ceci en concordance avec les ancres  $A$  stockées dans les registres à décalage 26. Un multiplexeur 48 reçoit respectivement sur quatre entrées les entrées des premier à quatrième registres 46. Un multiplexeur 50 reçoit sur trois premières entrées les sorties respectives des trois derniers registres 46, et sur une quatrième entrée la valeur zéro. Les multiplexeurs 48 et 50 sont commandés par le même signal de sélection SEL que les multiplexeurs 28 et 30.

Chacun des multiplexeurs 48 et 50 est suivi d'un soustracteur 52 qui retranche à la sortie du multiplexeur respectif la sortie du troisième registre 46. Les sorties des soustracteurs 52 sont fournies sous forme de nombres complexes aux multiplieurs respectifs 44 après avoir été multipliées par  $2\pi f_k$  en 54 et avoir subi une conversion polaire-cartésien en 56.

Lorsque la dernière entrée des multiplexeurs est sélectionnée, la valeur fournie par le circuit d'interpolation 18' est une ancre reçue qui ne doit pas être corrigée. Dans ce cas le soustracteur 52 associé au multiplexeur 48 fournit une valeur nulle correspondant à la valeur complexe 1 qui ne modifie pas l'ancre reçue fournie par le multiplexeur 28. Cette ancre reçue n'est pas non plus modifiée par l'additionneur 32 qui reçoit une valeur nulle du multiplieur 44 associé au multiplexeur 30.

Un démodulateur COFDM classique comprend généralement un multiplieur par un nombre complexe du type  $e^{j2\pi f_k T}$  à la sortie du circuit FFT, où  $T$  est la moitié de la durée des intervalles de garde  $G$ . En effet, on considère que les fenêtres d'analyse commencent normalement aux centres des intervalles de garde plutôt qu'aux débuts des symboles, et cette multiplication compense le décalage résultant. Ce multiplieur pourra avantageusement être utilisé en temps partagé pour effectuer les multiplications requises par l'invention.

REVENDICATIONS

## 1. Démodulateur COFDM comprenant :

- un circuit de transformée de Fourier rapide (14) analysant un signal reçu dans une fenêtre correspondant à un symbole, chaque symbole véhiculant plusieurs porteuses modulées en phase et en amplitude, dont certaines (P), décalées en fréquence de manière prédéterminée d'un symbole au suivant, constituant des pilotes ;
  - un filtre bidimensionnel (18) pour interpoler, à partir d'ancres (A) correspondant aux pilotes tels que reçus de plusieurs symboles consécutifs (S), la distorsion subie par chaque porteuse ; et
  - des moyens (12) pour corriger le décalage de la fenêtre par rapport à une position optimale ;
- caractérisé en ce qu'il comprend des moyens (42) pour corriger chaque distorsion en fonction de corrections de décalage de fenêtre survenues respectivement pour le symbole associé à la distorsion et pour les symboles associés aux ancres servant à interpoler la distorsion.

2. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que les moyens pour corriger le décalage de la fenêtre comprennent une boucle à verrouillage de phase (40) synchronisée sur un signal de corrélation (C) obtenu par un produit de corrélation entre le signal reçu et ce même signal retardé d'un symbole, chaque symbole étant précédé d'un intervalle de garde (G) correspondant à une copie de la fin du symbole.

3. Démodulateur selon la revendication 1, caractérisé en ce que chaque distorsion est, dans le domaine fréquentiel après transformée de Fourier, une somme pondérée de deux ancres de même position dans un symbole précédent et dans un symbole suivant, auxquelles ancres on a ajouté des phases respectives correspondant aux décalages qu'a subis la fenêtre d'analyse pour lesdits symboles précédent et suivant, et auxquelles ancres on a retranché une phase correspondant au décalage qu'a subi la fenêtre d'analyse pour le symbole associé à la distorsion.

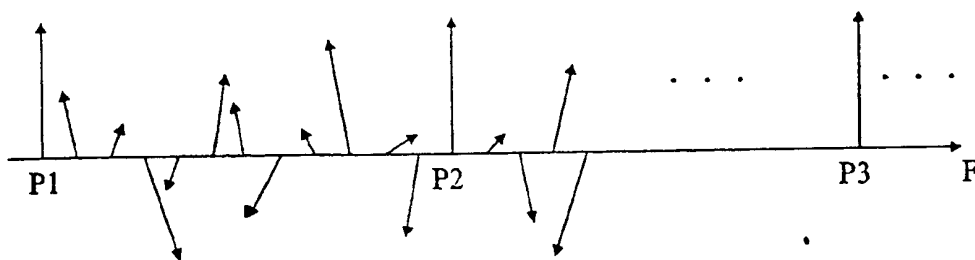


Fig 1

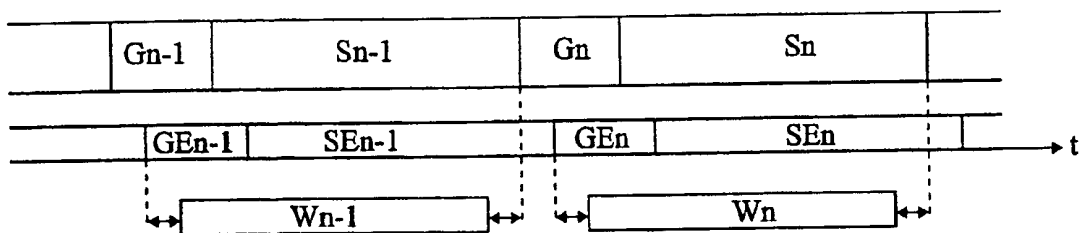


Fig 2

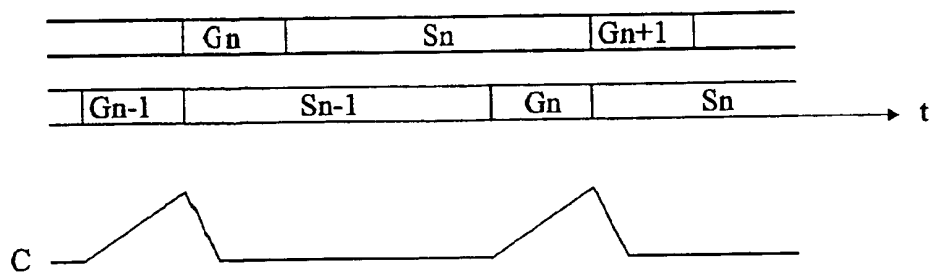


Fig 3



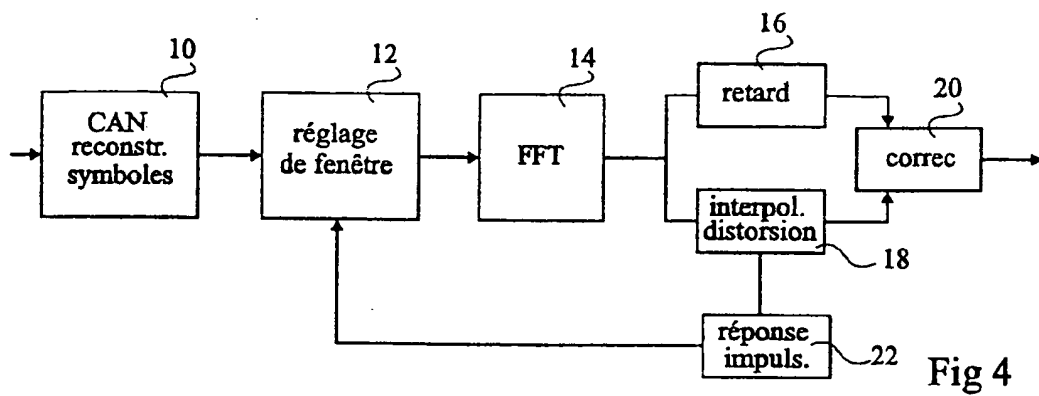


Fig 4

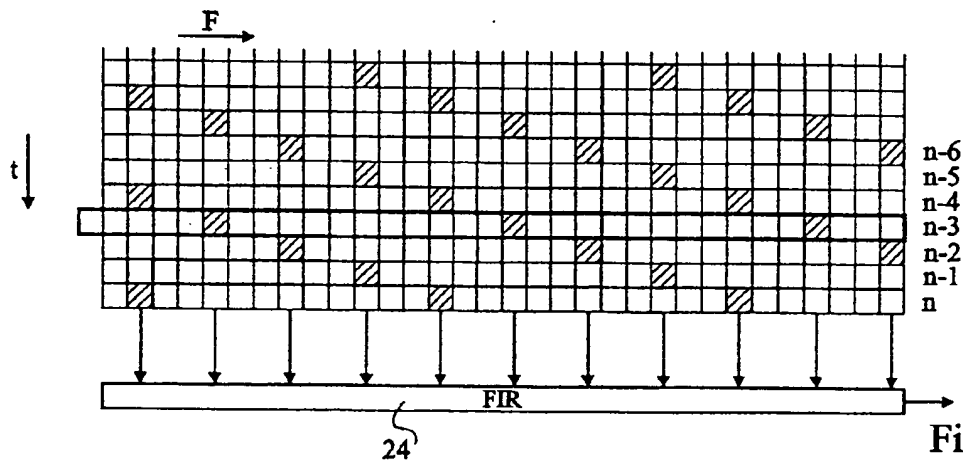


Fig 5

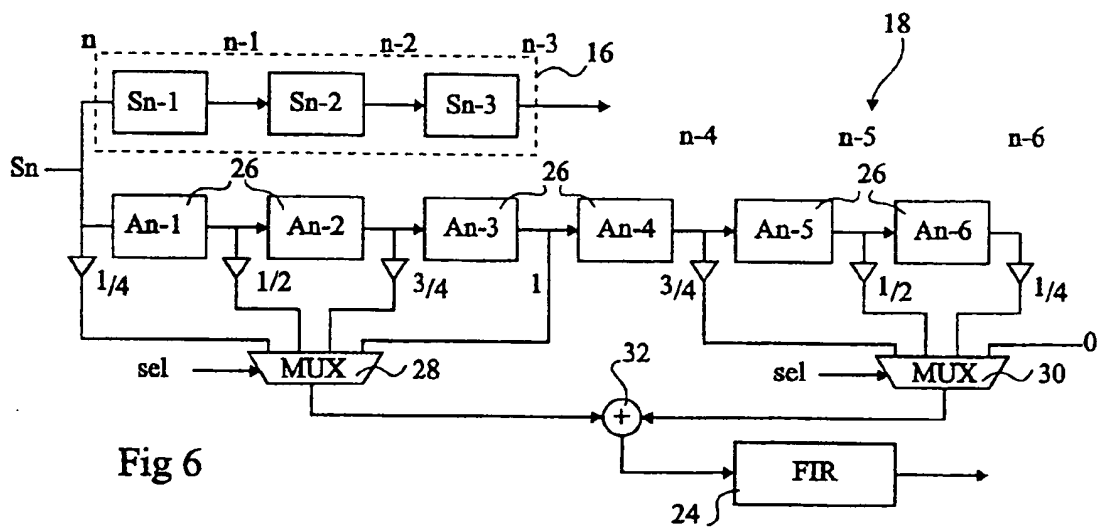


Fig 6

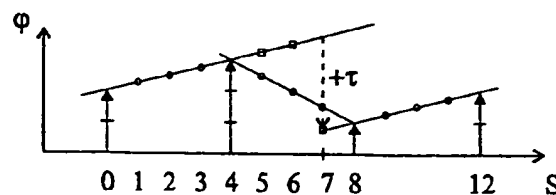


Fig 7

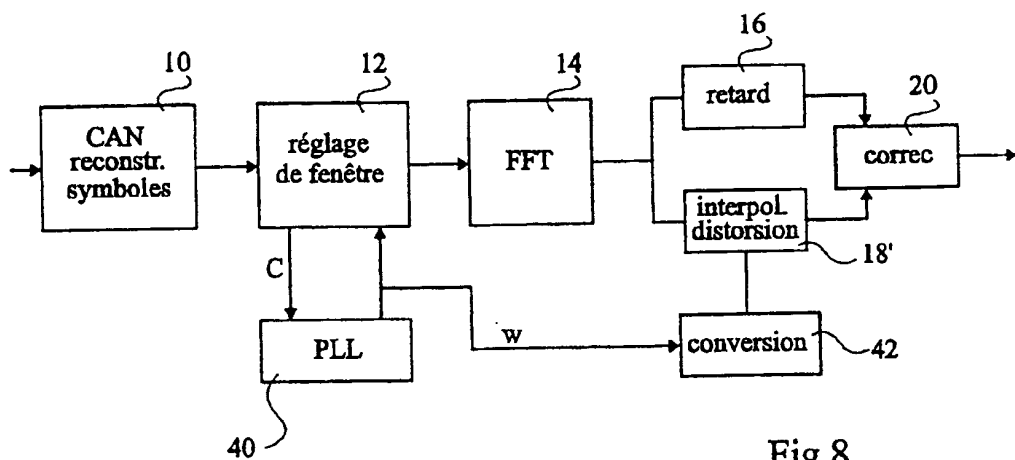


Fig 8

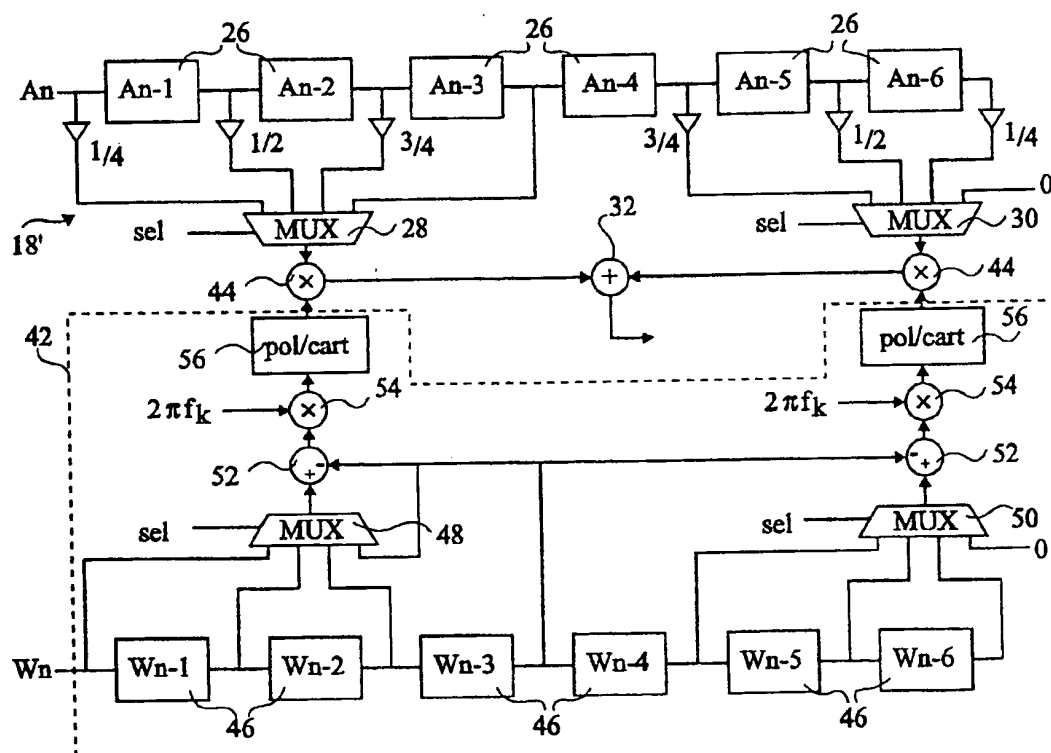


Fig 9

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Inter. nat. Application No  
PCT/FR 00/00477

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
IPC 7 H04L25/03 H04L27/26

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 95 19671 A (TELIA) 20 July 1995 (1995-07-20) abstract	1
A	WO 97 41672 A (PHILIPS) 6 November 1997 (1997-11-06) page 1, line 3 - line 9 page 6, line 13 - line 14	1

☐ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

\* Special categories of cited documents :

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier document but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.

"A" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

31 May 2000

Date of mailing of the international search report

07/06/2000

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3018

Authorized officer

Scriven, P

# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/FR 00/00477

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9519671 A	20-07-1995	SE 501608 C EP 0740868 A SE 9400116 A US 5726973 A	27-03-1995 06-11-1996 27-03-1995 10-03-1998
WO 9741672 A	06-11-1997	NONE	

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demi Internationale No  
PCT/FR 00/00477

<b>A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE</b> CIB 7 H04L25/03 H04L27/26		
Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB		
<b>B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE</b> Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement) CIB 7 H04L		
Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche		
Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)		
<b>C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS</b>		
Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	WO 95 19671 A (TELIA) 20 juillet 1995 (1995-07-20) abrégé	1
A	WO 97 41672 A (PHILIPS) 6 novembre 1997 (1997-11-06) page 1, ligne 3 - ligne 9 page 6, ligne 13 - ligne 14	1
<input type="checkbox"/> Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents <input checked="" type="checkbox"/> Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe		
* Catégories spéciales de documents cités: "A" document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent "E" document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date "I" document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée) "O" document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens "P" document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée "T" document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention "X" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément "Y" document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier "Z" document qui fait partie de la même famille de brevets		
Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée  31 mai 2000		Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale  07/06/2000
Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale Office Européen des Brevets, P.B. 5618 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Fonctionnaire autorisé  Scriven, P

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Renseignements relatifs aux membres de familles de brevets

Donnée internationale No

PCT/FR 00/00477

Document brevet cité au rapport de recherche	Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 9519671 A	20-07-1995	SE 501608 C EP 0740868 A SE 9400116 A US 5726973 A	27-03-1995 06-11-1996 27-03-1995 10-03-1998
WO 9741672 A	06-11-1997	AUCUN	